

Auslese der FUNKTECHNIK

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold VDE, z. Zt. Kiel
Mitarbeiter: M. von Ardenne, Berlin . Prof. Dr. Benz, Wien . Dr. L. Brück, Berlin . Dr. F. Fuchs, München. J. Kammerloher, Berlin . Dr. O. Macek München . Dr. H. Roosenstein, Berlin . Dr. W. Runge, Berlin . Dr. H. Schwarz, München . Dr. K. Steimel, Berlin . Obering. R. Urtel, Berlin . Prof. Dr. H. Wigge, Köthen u. a.

In diesem Heft vor allem:

Blockkondensatoren

Aus dem Inhalt:

Seite

In den folgenden Heften:

Schwundregelung; Messung der Wechselspannung; Messung der Frequenz; Bemessung der Übertrager; Zur Empfangsgleichrichtung mit Zweipolröhre; Erdungsfragen; Selbstbau-Spannungsteiler.

Franckh'sche Verlagshandlung, Abt. Technik
Stuttgart-O, Pfizerstraße 5/7

Funkauslese 13 **Heft 1** **April 1941**

Funktechnisches Schrifttum

Der Hochfrequenztechniker, der mit Neuentwicklungen oder Forschungen beschäftigt ist, schätzt mit Recht Erstveröffentlichungen besonders hoch ein. Diese Originalarbeiten sagen ihm, wenn er sich mit der einschlägigen Sonderfrage beruflich befaßt, sicher am meisten. Die vielfach eigenwillige Darstellung und spröde Gestaltung stören ihn als Eingeweihten kaum. Er erfaßt den Sinn der mathematischen Entwicklungen rasch, weil ihm die Sache selbst bekannt ist, und vermag die für seine eigenen Arbeiten wesentlichen Punkte mühelos herauszuschälen.

Erstveröffentlichungen sind auch allgemein von sehr großem Wert. Ohne sie wäre der Fortschritt auf den Einzelfall beschränkt und könnte sich so nur wenig auswirken. Daraus den Unwert der Nachveröffentlichungen abzuleiten, wäre jedoch falsch! Betrachten wir die funktechnischen Zeitschriften, so finden wir darin vorwiegend Nachveröffentlichungen, die sich völlig auf andere Arbeiten stützen. Sobald eine einschlägige Frage geklärt ist, wird sie sofort von zahlreichen Bearbeitern aufgegriffen und im funktechnischen Schrifttum vielfältig dargestellt. Der Verfasser einer solchen Nachveröffentlichung bemüht sich, seinen Lesern die Zusammenhänge klarzumachen und in ihnen lebendige Vorstellungen zu entwickeln. Wenn in diesen Aufsätzen manches aus der Erstveröffentlichung beiseite bleibt, so macht das nicht allzuviel aus.

Wesentlich ist hierbei vielmehr, daß viele Menschen dieselbe Frage durcharbeiten und die Ergebnisse ihrer Arbeiten an größere Kreise weitergeben. Durch diese wiederholte Beschäftigung wird die Frage und ihre Lösung bald zum Allgemeingut der Technik und so ein neuer Baustein für das Fundament der technischen Weiterentwicklung. Dieses Durcharbeiten neu auftauchender Fragen wird im großen und ganzen viel zu wenig gepflegt. Gerade in der Funktechnik aber geschieht es infolge des ursprünglich auf die Bastler gegründeten, ausgedehnten Schrifttums. Da dieses Schrifttum aber allzu ausgedehnt und zum Teil auch auf den Nichttechniker abgestimmt ist, genießt es nicht überall hohes Ansehen. Auch ist für den Hochfrequenztechniker, der sich über seine eigene, vielleicht ziemlich eng begrenzte Sonderaufgabe hinaus auch noch allgemein elektronentechnisch beschäftigen und unterrichten möchte, das gesamte funktechnische Schrifttum zu umfangreich.

Die Auslese macht sich's deshalb zur Aufgabe, die verschiedenen Fragen so zu behandeln, daß die einzelnen Arbeiten unmittelbar als Teile des technischen Allgemeingutes erscheinen — so, wie der Hochfrequenztechniker sie für seine nicht zu speziellen Arbeiten günstig zu verwerten vermag.

Die meisten Leser werden das einsehen und schätzen. Manche Leser aber sind sicher versucht, die selbstverständliche und eindringliche Darstellung wegen des Fehlens eines auffallenden „wissenschaftlichen" Beiwerkes als unwissenschaftlich anzusehen.

Jedem, für den das gilt, sei empfohlen, einmal einen ihm mathematisch klaren Zusammenhang nach Art der Auslese darzustellen. Er kommt dabei sicherlich bald darauf, daß eine solche Darstellungsweise mehr Wissenschaft bedeuten kann als manche unpersönlich-mathematische Abhandlung.

Tonfrequenzübertrager zwischen Wirkwiderständen

Von Dipl.-Ing. E. Severin, Berlin

Der Tonfrequenzübertrager soll Generator und Belastung aneinander anpassen und dabei ein gegebenes Tonfrequenzband möglichst verzerrungsfrei übertragen, ohne daß innerhalb dieses Frequenzbandes irgendwelche Frequenzbereiche über ein vorgegebenes Maß hinaus bevorzugt oder benachteiligt werden. Bei Spannungsübertragern handelt es sich darum, die auf einen möglichst hohen Wert übersetzte Tonfrequenzspannung des Generators an die Klemmen der Belastung zu liefern. Bei Leistungsübertragern soll der Verbraucherwiderstand auf den Wert gewandelt werden, an den der Generator die höchstmögliche Tonfrequenzleistung abzugeben vermag. In den folgenden Zeilen wird der übersichtliche Fall eines Wirkwiderstandes als Generator-Innenwiderstand sowie eines Wirkwiderstandes als Belastung (Bild 1) behandelt. Ein Beispiel zeigt die Anwendung der Ergebnisse.

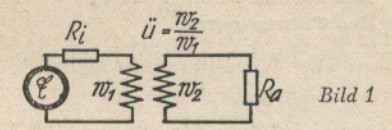


Bild 1

Vorbemerkungen

Die Bezeichnungen $\mathfrak{E}$, R_i und $ü$ sind durch Bild 1 festgelegt. Wir rechnen statt mit dem tatsächlichen Belastungswiderstand R_a mit seinem auf die Generatorseite umgerechneten Wert:

$$R'_a = \frac{R_a}{ü^2} \text{ (Bild 2).}$$

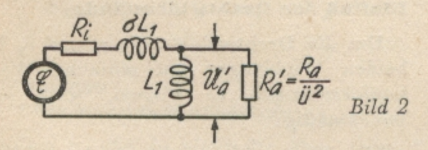


Bild 2

An R'_a tritt die Spannung $\mathfrak{U}'_a$ auf. Im mittleren Teil des zu übertragenden Frequenzbandes dürfen wir die Auswirkung der Übertragerelemente σL_1 und L_1 vernachlässigen. Das führt zu Bild 3, worin die Spannung $\mathfrak{U}'_a$ ihren größten Wert $\mathfrak{U}'_{ao}$ aufweist.

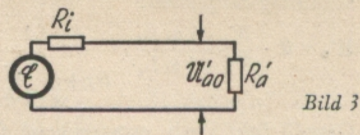


Bild 3

Um die Frequenzabhängigkeit der Übertragung zu erfassen, betrachten wir sowohl für die untere wie für die obere Frequenzgrenze das Verhältnis $\left|\frac{\mathfrak{U}'_a}{\mathfrak{U}'_{ao}}\right|$, das wir für die untere Grenze mit b_1 und für die obere Grenze mit b_2 bezeichnen wollen.

Der einzelne Übertrager soll für b_1 und b_2 Werte aufweisen, die nicht wesentlich unter 0,9 liegen.

Die Wirkwiderstände der beiden Wicklungen (r_1 und r_2 in Bild 4) sollen zunächst außer acht gelassen werden.

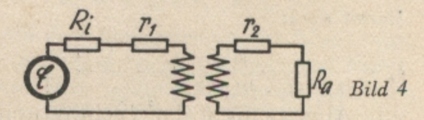


Bild 4

Die untere Frequenzgrenze

Für die tiefen Frequenzen kann $\sigma \cdot L_1$ vernachlässigt werden (Bild 5), wobei in

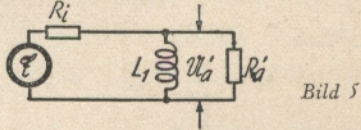


Bild 5

Reihe mit R_i nur die Nebeneinanderschaltung aus L_1 und R'_a liegt, deren Gesamtwiderstand gegeben ist durch

$$\frac{R'_a \cdot j\,\omega\,L_1}{R'_a + j\,\omega\,L_1}.$$

Der in diesem Stromkreis fließende Gesamtstrom beträgt somit:

$$\mathfrak{E}_o \cdot \frac{1}{R_i + \dfrac{R'_a \cdot j\,\omega\,L_1}{R'_a + j\,\omega\,L_1}}.$$

Die Spannung $\mathfrak{U}'_a$ an der Nebeneinanderschaltung aus R'_a und L_1 wird durch das

Produkt aus dem eben angegebenen Strom und dem Widerstand der Nebeneinanderschaltung dargestellt:

$$\mathfrak{U}'_a = \mathfrak{E} \cdot \frac{R'_a \cdot j\,\omega\,L_1}{R'_a + j\,\omega\,L_1} \cdot \frac{1}{R_i + \dfrac{R'_a \cdot j\,\omega\,L_1}{R'_a + j\,\omega\,L_1}}.$$

Gemäß Bild 5 gilt entsprechend für $\mathfrak{U}_{ao}$:

$\mathfrak{U}'_{ao} = \mathfrak{E} \cdot \dfrac{R'_a}{R_i + R'_a}$. Daraus erhalten wir:

$$\left.\begin{aligned} b_1 &= \left|\frac{\mathfrak{U}'_a}{\mathfrak{U}'_{ao}}\right| = \\ &= \frac{|j\,\omega\,L_1\,(R_i + R'_a)|}{|(R_i \cdot R_a' + R_i \cdot j\,\omega L_1 + R'_a \cdot j\,\omega\,L_1)|}; \\ b_1 &= \frac{|j\,\omega L_1|}{\left|\dfrac{R_i \cdot R'_a}{R_i + R'_a} + j\,\omega\,L_1\right|}. \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

Für die untere Frequenzgrenze ($\omega_{\min}$) setzt man meist:

$$\omega_{\min} \cdot L_1 = R'_a.$$

Damit wird:

$$\left.\begin{aligned} b_1 &= \frac{R'_a}{\sqrt{\left(\dfrac{R_i \cdot R'_a}{R_i + R'_a}\right)^2 + R'^2_a}} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{\left(\dfrac{R_i}{R_i + R'_a}\right)^2 + 1}}, \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

also z. B. für $R'_a = R_i$:

$$b_1 = \frac{1}{\sqrt{\dfrac{1}{4} + 1}} = 0{,}89,$$

womit die Spannung $\mathfrak{U}'_a$ an der unteren Frequenzgrenze etwa 11% geringer ist als $\mathfrak{U}'_{ao}$.

Die obere Frequenzgrenze

Im oberen Frequenzgebiet ist $\omega L_1 \gg R_a$, weshalb hierfür nur der Einfluß von $\sigma \cdot L_1$ zu untersuchen bleibt (Bild 6):

Bild 6

$$\mathfrak{U}'_a = \mathfrak{E} \cdot \frac{R'_a}{(R_i + R'_a) + j\;\sigma\,\omega\,L_1},$$

$$\mathfrak{U}'_{ao} = \mathfrak{E} \cdot \frac{R'_a}{R_i + R'_a},$$

$$b_2 = \left|\frac{\mathfrak{U}'_a}{\mathfrak{U}'_{ao}}\right| = \frac{R_i + R_a}{|(R_i + R_a) + j\;\sigma\,\omega\,L_1|}. \quad (3)$$

Für die obere Frequenzgrenze ($\omega_{\max}$) setzt man meist ebenfalls:

$$\sigma\,\omega_{\max} \cdot L_1 = R'_a.$$

Damit wird:

$$\left.\begin{aligned} b_2 &= \frac{R_i + R'_a}{\sqrt{(R_i + R'_a)^2 + R'^2_a}} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{\left(\dfrac{R'_a}{R_i + R'_a}\right)^2 + 1}}, \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

also z. B. für $R'_a = R_i$:

$$b_2 = \frac{1}{\sqrt{\dfrac{1}{4} + 1}} = 0{,}89.$$

Bandbreite und Streuung des Übertragers

Aus den genannten Bedingungen:

$$|\omega_{\min} \cdot L_1| = R'_a \quad \text{und}$$

$$|\sigma\,\omega_{\max} \cdot L_1| = R'_a \quad \text{ergibt sich}$$

$$\frac{\omega_{\min} \cdot L_1}{\sigma\,\omega_{\max} \cdot L_1} = 1 \quad \text{oder}$$

$$\frac{\omega_{\min}}{\omega_{\max}} = \sigma. \quad (5)$$

Die Breite des zu übertragenden Frequenzbandes bestimmt somit den Streukoeffizienten.

Einfluß der Drahtwiderstände

Um die Drahtwiderstände r_1 und r_2 der beiden Wicklungen auf einfache Weise berücksichtigen zu können, setzt man zweckmäßig:

$$R_i + r_1 = R'_i \text{ und } R'_a + r'_2 = R''_a$$

(Bild 7).

Die Größen R'_i und R''_a treten an Stelle der Größen R_i und R'_a, wobei man aller-

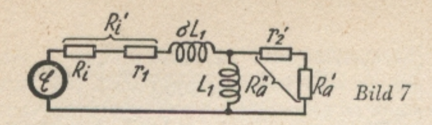


Bild 7

dings beachten muß, daß $\mathfrak{U}'_a$ nach wie vor an R'_a und nicht an R''_a herrscht.

Die Übertragung wird durch die Drahtwiderstände dem Faktor b_o („Kupferdämpfung") gemäß geschwächt. b_o läßt sich am einfachsten für den mittleren Teil des Frequenzbandes berechnen, für den der Einfluß von L_1 und $\sigma \cdot L_1$ vernachlässigt werden darf (Bild 8). Hierfür gilt:

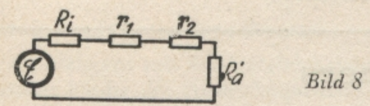


Bild 8

$$\mathfrak{U}'_a = \mathfrak{E} \cdot \frac{R'_a}{R'_i + R''_a}$$

$$\mathfrak{U}'_{ao} = \mathfrak{E} \cdot \frac{R'_a}{R_i + R'_a}$$

$$b_o = \left|\frac{\mathfrak{U}'_a}{\mathfrak{U}'_{ao}}\right| = \frac{(R_i + R'_a)}{(R'_i + R''_a)} = \frac{R_i + R'_a}{R_i + r_1 + R'_a + r_2}. \quad (6)$$

Es ist üblich, b_o nicht kleiner als 0,95 zu machen, also nur etwa 5% Abfall durch die Kupferdämpfung zuzulassen.

Der Widerstand, an den die Röhre (der Generator) seine Leistung abzugeben hat, ist bei Berücksichtigung der Drahtwiderstände gegeben durch:

$$R_{ao} = r_1 + R'_a + r'_2 = r_1 + \frac{R_a + r_2}{\ddot{u}^2} = r_1 + R''_a. \quad (7)$$

Bei Berücksichtigung der Drahtwiderstände bekommen wir statt der Gleichungen (2) und (4) nachstehende Beziehungen:

$$\omega_{\min} L_1 = R''_a = r_2 + R'_a \quad (8)$$

und $\sigma\,\omega_{\max} L_1 = R''_a = r_2 + R'_a. \quad (9)$

Bestimmung der Übertragerinduktivitäten

Sollen b_1 und b_2 nicht die oben angegebenen Werte haben, so sind L_1 und σL_1 aus den Gleichungen (1) und (3) mit den vorgegebenen Frequenzgrenzen $\omega_{\min}$ und $\omega_{\max}$, wie folgt, zu berechnen:

$$\omega_{\min} L_1 = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{b_1^2} - 1}} \cdot \frac{(R_i + r_1)(R'_a + r'_2)}{R_i + r_1 + R'_a + r'_2} \quad (10)$$

und

$$\sigma\,\omega_{\max} L_1 = \sqrt{\frac{1}{b_2^2} - 1}\,(R_i + r_1 + R'_a + r'_2). \quad (11)$$

Beispiel:

Eine Röhre AD1 mit den Betriebswerten:

Anodengleichspannung	250 V
Gittervorspannung	–40 V
Anodenruhestrom	65 mA

und den Kennwerten:

Wechselstromwiderstand R_i 675 Ω (zu den angegebenen Betriebswerten gehörig)
Höchstzulässige Anodenverlustleistung 15W soll auf einen Widerstand R_a von 15 Ω arbeiten. Die Frequenzgrenzen sind:

$\omega_{\min} = 2\pi\, 50$ Hz; $\omega_{\max} = 2\pi\, 6000$ Hz.

Weiterhin sollen sein:

$$b_1 = b_2 \geqq 0{,}9; \quad b_o \geqq 0{,}95.$$

Aus dem Kennlinienbild der Röhre folgt für die angegebenen Betriebs- und Kennwerte der günstigste Außenwiderstand R_{ao} zu 3500 Ω. Aus (6) ergibt sich mit (7):

$$b_o = \frac{R_i + R'_a}{R_i + R_{ao}} \quad \text{oder}$$

$$R'_a = b_o (R_i + R_{ao}) - R_i = 0{,}95\,(675 + 3500) - 675 = \text{rd. } 3300\,\Omega.$$

Mit Rücksicht auf geringe „Kupferverluste" macht man $r_1 \approx r'_2$. Das gibt mit (7):

$$r = r'_2 = \frac{1}{2}(R_{ao} - R'_a) = \frac{1}{2}(3500 - 3300) = \mathbf{100\ \Omega}.$$

Aus:

$R'_a = \frac{R_a}{\ddot{u}^2}$ gewinnen wir $\ddot{u}$ und r_2:

$$\ddot{u}^2 = \frac{R_a}{R'_a} = \frac{15}{3300} = 0{,}00455;$$

$$\ddot{u} = \sqrt{0{,}00455} = 0{,}0672;$$

$1 : \ddot{u}$ = rund **1 : 15**. Mit $\ddot{u}$ wird:

$$r_2 = r'_2 \cdot \ddot{u}^2 = 100 \cdot 0{,}00455 = \mathbf{0{,}455\ \Omega}.$$

Aus (10) und den vorstehenden Werten folgt:

$$2\pi 50 \cdot L_1 =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{0{,}9^2} - 1}} \cdot \frac{(675 + 100)(3300 + 100)}{675 + 100 + 3300 + 100}$$

und

$$L_1 = \frac{1290}{2\pi 50} = \mathbf{4{,}1}\ \text{H}.$$

Die Größe von σL_1 bestimmen wir aus (11):

$$\sigma \cdot 2\pi\, 6000\, L_1 =$$

$$= \sqrt{\frac{1}{0{,}9^2} - 1}\,(675 + 100 + 3300 + 100) = 2040\ \Omega.$$

$$\sigma L_1 = \frac{2{,}040}{2\pi\, 6000} = \mathbf{55}\ \text{mH}.$$

Die zu r_1, r_2, $\ddot{u}$, L_1 und σL_1 berechneten Werte geben die Grundlage für die Auswahl oder Bemessung des Übertragers, der die Werte für L_1 und σL_1 bei einer Vormagnetisierung mit 65 mA einzuhalten hat.

Wie man die Auswahl oder Nachrechnung des Übertragers selbst vornimmt, wird in einer weiteren Arbeit gezeigt, in der die Fortsetzung dieses Zahlenbeispieles erscheint.

Anschluß des Tonabnehmers

Von Dipl.-Ing. H. Pitsch, Berlin

Den Tonabnehmer schaltet man bei Einkreis-Empfängern (z.B. beim Volksempfänger VE301) im allgemeinen an das Gitter des Audions an und bei größeren, mit Zweipolgleichrichtung arbeitenden Empfängern neben den auf den Empfangsgleichrichter folgenden Lautstärkeregler. Die folgenden Zeilen zeigen zweckmäßige Schaltmöglichkeiten.

Anschluß bei Gittergleichrichtung

Die Gittergleichrichtung arbeitet ohne besondere Gittervorspannung. Bei angeschaltetem Tonabnehmer ist jedoch eine negative Gittervorspannung nötig. Diese greift man z. B. von einem in der gemeinsamen negativen Anodenstromleitung sämtlicher Röhren liegenden Widerstand ab oder erzeugt sie mit einem in die Kathodenleitung des Audions eingefügten Widerstand. Indem man die Gittervorspannung mittels des eingesteckten Tonabnehmers zuführt, sind dabei besondere Schaltkontakte überflüssig.

Eine andere, noch einfachere Möglichkeit der Gittervorspannungsgewinnung, wobei keine Schaltungsänderung des Empfängers notwendig wird, zeigt Bild 1. Der dort eingetragene Kondensator C verhindert, daß der Tonabnehmer den Gitterableitwiderstand R gleichstrommäßig kurzschließt. Infolgedessen kann der Gitterstrom, der bis zu einer negativen Gitterspannung von etwa 1,3 V fließt, an dem Gitterableitwiderstand eine Vorspannung von etwa –1,3 V erzeugen,

Zu dieser Vorspannung kommt eine weitere negative Vorspannung hinzu, die durch

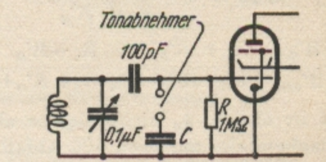


Bild 1

eine teilweise Gleichrichtung der vom Tonabnehmer gelieferten Wechselspannung entsteht. Die Spitzen dieser Wechselspannung verursachen nämlich einen Gitterstrom, der den Kondensator C in bezug auf die Kathode des Audions negativ auflädt. Merkliche Verzerrungen treten dabei nicht auf. Der Vorgang ist grundsätzlich derselbe wie bei der Audion- und Zweipolgleichrichtung, nur mit dem Unterschied, daß nicht der Richtstrom, sondern die ursprüngliche Wechselspannung weitergeleitet wird. Der Kondensator C muß bei gegebenem Gitterableitwiderstand R so groß bemessen werden, daß er sich während der längsten vorkommenden Periode (z. B. zeitlicher Abstand aufeinanderfolgender positiver Spannungsspitzen), also bei der tiefsten Frequenz, nur wenig entladen kann, damit die Stromaufnahme bei den einzelnen Spitzen nur gering ist. Die Zeitkonstante RC in Sekunden (R in Ohm und C in Farad

oder R in Megohm und C in Mikrofarad) muß also einige Male größer sein als die längste Periode. Die Zeitkonstante ist nämlich die Zeit, in welcher sich der Kondensator C bis auf 37% der größten Spannung entladen hat. Für $R = 1\ M\Omega$ und $C = 0,1\ \mu F$ ergibt sich eine Zeitkonstante von $^1/_{10}$ sec. Diese Zeit ist für eine Frequenz von 50 Hz fünfmal so groß wie deren Periodendauer von $^1/_{50}$ sec. Wesentlich größer soll der Kondensator auch nicht sein. Sonst folgt seine Ladung den Lautstärkeänderungen zu langsam.

Anschluß in größeren Empfängern

Bei Empfängern mit Zweipolgleichrichtung reicht häufig die Niederfrequenzverstärkung für die Schallplattenverstärkung nicht aus. Daher verwendet man zuweilen eine Zwischenfrequenzröhre zur Schallplattenverstärkung. Einfacher ist jedoch die in Bild 2 dargestellte Schaltmöglichkeit, bei der die Röhre I zur Schallplattenverstärkung herangezogen wird. In der linken Stellung des Schalters (Empfangsgleichrichtung) sind die Anode und das Gitter miteinander verbunden, so daß die Röhre als Zweipolempfangsgleichrichter arbeitet. In der rechten Stellung des Schalters (Verstärkung) wirkt sie für die Schallplattenwiedergabe als Dreipolröhren-Widerstandsstufe. Man braucht also eine Dreipolröhre nicht zusätzlich, sondern nur an Stelle einer Zweipolröhre.

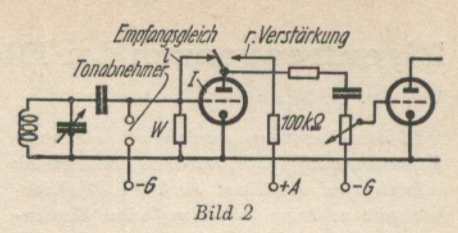


Bild 2

Diese Schaltung ist auch anwendbar, wenn der Belastungswiderstand *W* in Reihe mit dem Schwingkreis liegt. Die Leitung *l* muß dabei ebenfalls mit dem spannungsführenden Ende des Belastungswiderstandes verbunden werden. In diesem Falle wird die Anode zur Gleichrichtung nicht mitverwendet. Die negative Gittervorspannung $-G$ für die Röhre I in Bild 2 kann z. B. wie in Bild 1 gewonnen werden.

Buchbesprechung

Elektronenröhren als End- und Senderverstärker

Von H. Rothe und W. Kleen, Band 4 der „Bücherei der Hochfrequenztechnik", herausgegeben von J. Zenneck, Akademische Verlagsgesellschaft Becker u. Erler, Kom.-Ges., Leipzig 1940, 118 Bilder, 141 Seiten, 235 × 165 mm. Preis RM 11.–.

Das Buch bildet eine Fortsetzung der Bände 2 und 3 der Sammlung „Bücherei der Hochfrequenztechnik", die sich – aus der Feder derselben Autoren stammend – mit den Röhren befassen. Es behandelt den aperiodischen Tonfrequenzverstärker, und zwar den Leistungsverstärker und den abgestimmten Hochfrequenz - Leistungsverstärker. Inhalt: I. Die Problemstellung beim End- und Senderverstärker. Abgrenzung der beiden Verstärkerarten gegeneinander und gegen den Vorverstärker, Betriebsarten; II. Der Endverstärker in A-Betrieb; III. Der Endverstärker in B-Betrieb; IV. Der Gegentakt-Endverstärker in A- und A/B-Betrieb. V. Der Senderverstärker, Berechnung der Amplituden und des Klirrfaktors; VI. Modulation und Tastung des Sender-Verstärkers; VII. Frequenz-Vervielfachung; Namenregister und Sachregister. Der Leser findet in dem Buch eine neuzeitliche Behandlung der Probleme beider Verstärkerarten. Daß gerade die Ton- und Senderverstärker behandelt sind, liegt in der Praxis begründet. Diese Verstärker kommen am häufigsten vor. Die Hochfrequenz-Breitbandverstärker werden wohl in einem späteren Band der Buchreihe noch behandelt werden. In dem Buch sind viele Aufsätze aus der „Telefunkenröhre", die in Fachkreisen sehr viel gelesen wird, verwertet. Die Schreibweise ist recht klar und durch gute Kennliniendarstellungen bestens ergänzt. Die Verfasser verlangen nicht zuviel an mathematischen Vorkenntnissen, so daß das Buch leicht verständlich ist. O. Macek.

Eigenfrequenzen der Blockkondensatoren

Von Dr. O. M a c e k, München

Blockkondensatoren werden oft als reine Kapazitäten aufgefaßt, besonders, wenn sie als induktionsfrei bezeichnet sind. In Wirklichkeit gibt es keine induktionsfreien Kondensatoren. Für jeden Kondensator gilt vielmehr eine Ersatzschaltung, die aus wenigstens einem Reihenresonanzzweig (Bild 1) besteht. An der darin enthaltenen Induktivität haben die Kondensator-Zuleitungen oft einen wesentlichen Anteil. Über die Tatsache der Eigenfrequenzen der Kondensatoren sollte man Bescheid wissen. Die folgenden Zeilen bringen einiges darüber.

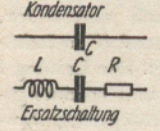


Bild 1

Die Meßschaltung

Zur Messung der Kondensator-Frequenzkennlinien wurde die Schaltung nach Bild 2 benutzt. Der Kopplungskondensator C_1 hatte eine Kapazität von $^1/_{10000}$ bis höchstens $^1/_{100}$ der Kapazität des jeweils zu messenden Kondensators C_2. Als Stromquelle diente ein Meßsender mit einem Innenwiderstand von 150 Ω. Zur Messung der Spannung $\mathfrak{U}_2$ wurde ein Röhrenvoltmeter benutzt, dessen Eingangskapazität gegen die Kapazität C_2 des zu messenden Kondensators vernachlässigbar war.

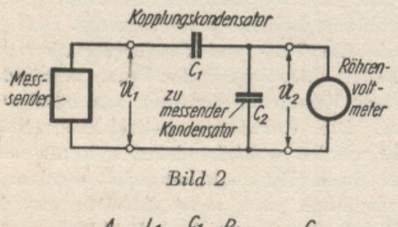


Bild 2

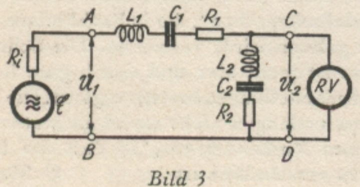


Bild 3

Die Ersatzschaltung der Meßanordnung ist (gemäß Bild 1) in Bild 3 gezeigt.

Die Kennlinien

Man trägt zweckmäßigerweise das gemessene Verhältnis $\mathfrak{U}_2/\mathfrak{U}_1$ oder dessen Logarithmus abhängig von der Frequenz auf. Die so erhaltenen Kennlinien zeigen mit ihren Mindestwerten für $\mathfrak{U}_2/\mathfrak{U}_1$ deutlich die ungefähren Eigenfrequenzen der beiden Kondensatoren C_1 und C_2 an.

Aus einer solchen Eigenfrequenz kann man mit der bei einer tiefen Frequenz gemessenen Kapazität die Induktivität des Kondensators näherungsweise errechnen.

Die Höchstwerte für $\mathfrak{U}_2/\mathfrak{U}_1$ erklären sich teils aus Resonanzen, die beide Kondensatoren gemeinsam aufweisen (Bild 4),

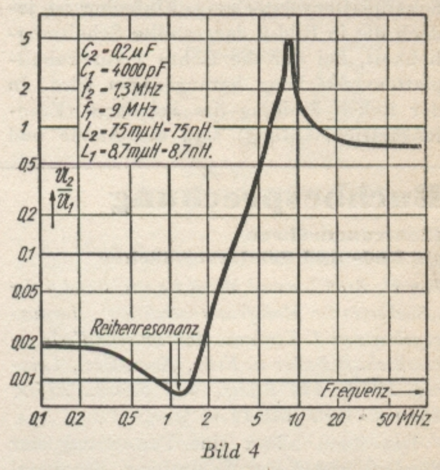


Bild 4

teils (bei Nebeneinanderschaltung zweier Kondensatoren) daraus, daß der über seiner Eigenfrequenz betriebene Kondensator als Induktivität mit dem unter seiner Eigenfrequenz arbeitenden Kondensator als Kapazität einen Sperrkreis bildet (Bild 6).

Kapazitive Spannungsteiler

Das Bild 4 gehört zu einem kapazitiven Spannungsteiler nach Bild 2 mit einem Sollwert für $\mathfrak{U}_2/\mathfrak{U}_1$ von etwa 4000 : 200 000 = 0,02. Ein solcher Spannungsteiler ist nur brauchbar bis hinauf zu Frequenzen,

die etwa ein Drittel bis höchstens die Hälfte der tieferen der beiden Kondensator-Eigenfrequenzen betragen (in Bild 4 bis hinauf zu etwa 0,4 MHz bei 1,2 MHz Eigenfrequenz des Kondensators C_2).

Ein derartiger kapazitiver Spannungsteiler läßt sich nicht mit beliebig kleinem Eingangswiderstand ausführen. Um geringere Eingangswiderstände zu erhalten, müßte man Kondensatoren mit größeren Kapazitäten wählen, deren Eigenfrequenzen tiefer lägen. Obere Frequenzgrenze und Eingangswiderstand hängen demgemäß zusammen.

Kapazitive Spannungsteiler, bei denen die obere Frequenzgrenze beachtet werden muß, finden sich z. B. in Schaltungen mit Schirmgitterröhren. Dort wird der Spannungsteiler aus dem zwischen Schirmgitter und Gerätegestell eingeschalteten Schirmgitterkondensator und der Kapazität des Schirmgitters gegen die ihm benachbarten Röhrenpole gebildet. Die Wirkung des Schirmgitterkondensators versagt für Frequenzen, die wesentlich über seiner Eigenfrequenz liegen.

Nebeneinander geschaltete Kondensatoren

Die Meinung ist sehr verbreitet, daß durch Nebenschalten eines Kondensators mit geringer Kapazität und hoher Eigenfrequenz zu einem Kondensator mit großer Kapazität eine günstige Wirkung zu erzielen sei. Man nimmt an, für Frequenzen oberhalb der Eigenfrequenz des größeren Kondensators werde der kleinere Kondensator wirksam.

Messungen jedoch zeigen, daß bei nebeneinander geschalteten Kondensatoren beträchtliche Störungen auftreten können. Der Grund für diese Störungen ist in dem Zusammenwirken der beiden nebeneinanderliegenden Kondensator-Resonanzzweige

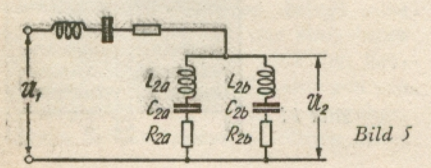


Bild 5

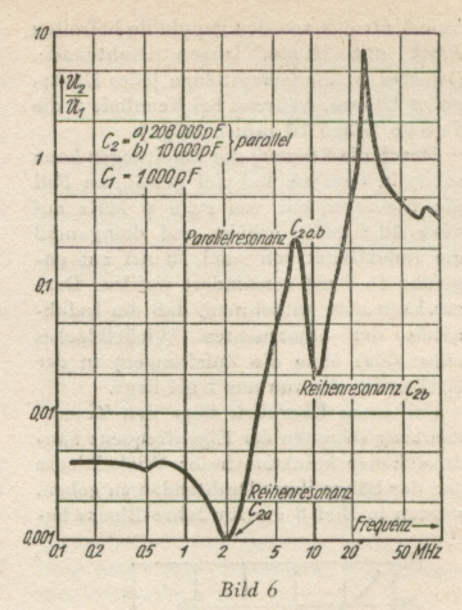


Bild 6

zu suchen (Bild 5). Bild 6 veranschaulicht die durch das Nebeneinanderschalten verschiedener Kondensatoren hervorgerufenen Störungen recht eindringlich.

Man merke: Je einfacher eine Kapazität verwirklicht ist, desto sicherer sind solche Parallelresonanzen vermieden.

Der Einfluß der Drahtenden

Um den Einfluß der Drahtenden auf die Eigenfrequenz eines Kondensators zu untersuchen, wurde ein Wickelblock mit einer Kapazität von 10 000 pF unter verschiedenen Bedingungen gemessen. Die Ergebnisse sind in Bild 7 niedergelegt.



Bild 7

Die Kennlinie 1 gilt für den Block mit 40 mm langen freien Drahtenden, die Kennlinie 2 für den Block mit nur 10 mm langen freien Drahtenden und die Kenn-

linie 3 für den von der Papphülle befreiten Block mit 10 mm langen Drahtenden. (Hierbei ist die Gesamtlänge jedes Drahtendes 10 mm, während bei Kennlinie 2 die freie Länge 10 mm beträgt.)

Durch die Kürzung der Zuleitungen kann somit in dem als Beispiel gewählten Fall die Eigenfrequenz von rund 6 MHz auf etwa 12,5 MHz erhöht und demgemäß die Induktivität von rund 70 nH auf ungefähr 16,5 nH vermindert werden. Daraus kann man entnehmen, daß die Induktivität des untersuchten Wickelblockes selbst (also ohne die Zuleitungen) in der Größenordnung von nur 1 nH liegt.

Um einen Überblick über den Zusammenhang zwischen der Eigenfrequenz handelsüblicher induktionsfreier Wickelblocks und der Länge ihrer Drahtenden zu geben, wurden in Bild 8 die für Jahre-Blocks be-

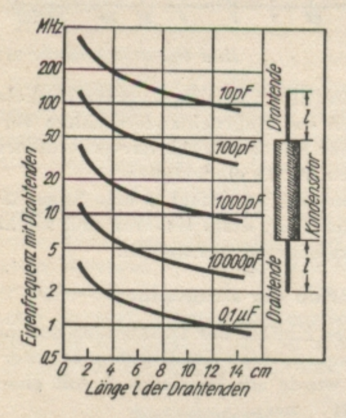


Bild 8

rechneten Zusammenhänge zwischen Eigenfrequenz und Drahtendenlänge aufgetragen. Wenn man aus diesem Kennlinienbild z. B. ablesen will, welche Eigenfrequenz ein 1000 pF-Kondensator mit 20 mm langen Enden besitzt, bringt man die Kennlinie für 1000 pF zum Schnitt mit der Senkrechten über 2 cm. Man erhält so als Eigenfrequenz etwa 30 MHz.

Eigenfrequenz und Ausführung der Kondensatoren

Beispiele für das Verhalten von Wickelblocks geben die Bilder 4, 5 und 9. Wesent-

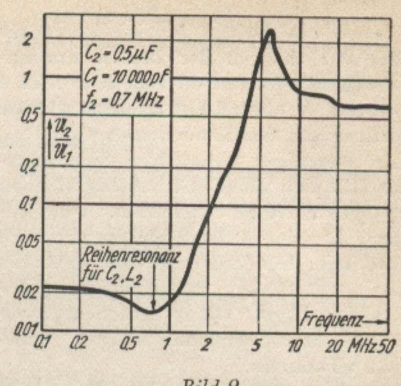


Bild 9

lich günstiger als solche Blocks verhalten sich Elektrolytkondensatoren, wofür Bild 10 eine Kennlinie zeigt. Das Fehlen ausgeprägter Eigenfrequenzen bei Elektrolytkondensatoren ist durch den einschichtigen Aufbau und durch die höheren Verluste bedingt.

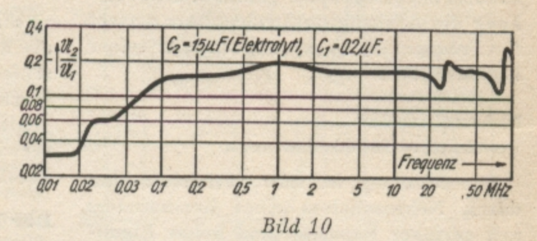


Bild 10

Elektrolytkondensatoren eignen sich wegen ihrer nur schwachen Eigenresonanzen für sehr große Frequenzbereiche ganz besonders gut. Man kann sie daher mit Vorteil z. B. als Schirmgitterkondensatoren und sonstige Ableitkondensatoren in Breitbandverstärkern verwenden. Schade, daß Elektrolytkondensatoren mit kleineren Kapazitäten noch ziemlich selten sind.

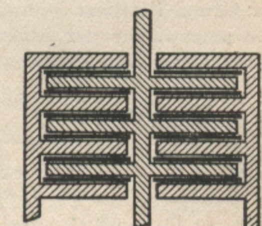


Bild 11

Als recht induktionsarm erwies sich ein selbstverfertigter Block von 1750 pF, dessen Belege nach Bild 11 angeordnet sind. Dieser Block wurde mit einemTempa S-Block von 10 pF zu einem Spannungsteiler zusammengeschaltet und teilte in dieser Schaltung bis 80 MHz streng frequenzunabhängig. Derartige Kondensatoren sind also besonders für Kurz- und Ultrakurzwellen geeignet. Das Dielektrikum besteht aus Glimmer oder aus Styroflexfolie. Mit diesem Aufbau lassen sich leicht Kapazitätswerte bis zu 10 000 pF erreichen.

Kleinere Kapazitäten sind vielfach günstiger!

Meist kommt man mit geringeren Kapazitäten aus, als gemeinhin angenommen wird. Da die Eigenfrequenz mit wachsender Kapazität sinkt und dadurch der ausnutzbare Frequenzbereich für Kondensatoren mit größeren Kapazitäten nach oben hin eher begrenzt ist als für Kondensatoren mit kleineren Kapazitäten, sollte man danach trachten, die Kondensatoren nicht übermäßig groß zu bemessen.

Ein Kondensator z. B., der das untere Ende eines an der Anode einer Röhre liegenden Schwingkreises auf gleichbleibender Spannung halten soll, braucht bei der tiefsten noch in Betracht kommenden Frequenz nur im Vergleich zum Resonanzwiderstand des Schwingkreises und zu dem in der Anodenleitung liegenden Siebwiderstand einen kleinen Widerstand aufzuweisen!

Fast stets ist ein etwas zu knapp bemessener Kondensator günstiger als ein reichlich bemessener Kondensator, dessen Eigenfrequenz noch in den zu verarbeitenden Frequenzbereich fällt.

Einschlägiges Schrifttum

Selbstinduktion und Dämpfung von Wickelkondensatoren. E. Leider. Z. Hochfrequenztechn. 1939, S. 153; Referat ETZ 1940 S. 860.

Neuzeitliche Kondensatoren der Nachrichtentechnik und ihre Entwicklung. L. Linder. ETZ 1940, S. 948 und 969. (Ersatzschaltung und Frequenzkennlinie der Elektrolytkondensatoren S. 972.)

Einfluß der Eigeninduktivität von Wickelkondensatoren auf ihren Scheinwiderstand. E. Lindner und J. Schniedermann. ETZ 1939, S. 793.

Das Verhalten der Papierkondensatoren bei höheren Frequenzen. L. Linder und J. Schniedermann. Z. Fernmeldetechn. 18 (1937), S. 73.

Bücher-Auslese

Elektrische Kippschwingungen

Von Heinz Richter, 161 Bilder, 154 Seiten. 23×15,5 cm. Verlag S. Hirzel, Leipzig 1940. Preis geheftet 10.– RM.

Das Buch behandelt in allgemein verständlicher Weise Wesen, Erzeugung, Verstärkung und auch äußere Beeinflussung der Kippschwingungen, sowie deren Anwendungen. Der Verfasser bringt eine Auswahl der bekanntesten und einfachsten Kippschaltungen. Man hat aber den Eindruck, als ob die neuesten Schaltungen von Multivibratoren und Kippschwingungserzeugern für Kathodenstrahlröhren etwas zu kurz gekommen wären. Die „Anwendungen" sind etwas stiefmütterlich behandelt. Der „Elektronenschalter" zur gleichzeitigen Messung zweier Größen mit einer gewöhnlichen Kathodenstrahlröhre, die Anwendung von Multivibratoren zu Eichzwecken, die Verwendung bei direkt zeigenden Frequenzmessern, die Verwendung in der Physik zur Impulsspeicherung bei Strahlungsmessungen und noch einige andere Anwendungen hätten eigentlich auch erwähnt werden können. Im großen und ganzen jedoch handelt es sich um ein recht lehrreiches und ziemlich umfassendes Werk über ein Gebiet, über das es keine zusammenhängende Literatur gibt. Der In-

halt ist folgender: I. Das Wesen der Kippschwingungen, Theorie und Physik der freien und erzwungenen Kippschwingungen. II. Die Technik und Wirkungsweise der Kippgeneratoren, Synchronisierung und Modulation der Kippschwingungen, Frequenzgrenzen, Synchronisierungsgrenzen und Konstanzfragen. III. Übertragung und Verstärkung der Kippschwingungen. IV. Meßtechnische Untersuchung der Kippschwingungen. V. Anwendung der Kippschwingungen.

Das Buch kann allen Hochfrequenztechnikern als einziges zusammenfassendes Werk auf diesem Gebiet, vor allem wegen seiner leichten Verständlichkeit, empfohlen werden. Ein Schrifttumsverzeichnis ermöglicht das weitere Eindringen in Teilprobleme. O. Macek.

Lehrbuch der Elektrotechnik, II. Band

Rechenverfahren und allgemeine Theorien der Elektrotechnik von Dr.-Ing. G. Oberdorfer. 123 Bilder. 377 Seiten. 16,5 × 23,5 cm. Verlag R. Oldenbourg, München, Berlin 1940. Preis Leinen gebunden 18.50 RM.

Über den ersten Band dieses Werkes, das den „wissenschaftlichen Grundlagen" der Elektrotechnik gewidmet ist, wurde auf S. 125 der Auslese 1939 berichtet. Der vorliegende zweite Band ist wieder einmal ein beachtlicher Versuch, aus der von Mathematikern für Mathematiker gelehrten Mathematik eine Mathematik der Elektrotechniker zu machen. Der Verfasser hat sich redlich bemüht, das auszuwählen, was er für den Elektrotechniker wichtig hält. Er verzichtete in zahlreichen Fällen auf Beweise und suchte sich so auszudrücken, daß das Buch auf Anhieb verstanden werden kann. Erstaunlich ist die Fülle des Gebotenen: der erste Teil bringt rein mathematische Rechenverfahren und zwar Gleichungen, Determinanten, arithmetische und geometrische Reihen, einfache Funktionen, Differentialrechnung, Integralrechnung, Reihen, Differentialgleichungen, Darstellung in kartesischen Koordinaten und Polarkoordinaten, komplexe Rechnung, spezielle Funktionen und Integrale, Operatorenrechnung, Vektoralgebra, Vektoranalysis, Nomographie und graphische Verfahren. Der zweite Teil enthält als mit der Elektrotechnik bevorzugt zusammenhängende Rechenverfahren komplexe Rechnung für Wechselgrößen, Ortskurventheorie, symmetrische Komponentenrechnung, Fourier-Reihen, Bahnkurven, Matrizen- und Tensorrechnung, sowie Heavisidesche Operatorenrechnung und Laplace-Transformation. Im dritten Teil werden als selbständige Theorien der Elektrotechnik dargestellt: die Zweipoltheorie, die Vierpoltheorie, die homogenen Kettenleiter und die konforme Abbildung.

Der Zusammenhang mit der Elektrotechnik, der in dem zweiten und dritten Teil gewahrt ist, könnte von manchem Leser vielleicht für den ersten Teil vermißt werden. Die graphischen Methoden und Möglichkeiten stehen ziemlich im Hintergrund. Vielfach hat es dem Verfasser genügt, Rechenmethoden aufzuzeigen, ohne die praktische Anwendung besonders zu beleuchten. In manchen Fällen zwingt er den Leser, sich gründlich in das Gebotene hineinzudenken, indem er sich auf Andeutungen beschränkt, die zwar ein Einarbeiten ermöglichen, aber eben doch auch erfordern.

Auf alle Fälle kann das Buch solchen Elektroingenieuren empfohlen werden, die ihre während des Studiums gelernte Mathematik noch nicht ganz vergessen haben und den Willen aufbringen, sich einen Überblick über die elektrotechnische Fachmathematik zu erarbeiten. F. Bergtold.

Taschenkalender für Rundfunktechniker 1941

Von Dipl.-Ing. H. Monn. 122 Kalenderseiten. 222 Textseiten. 10,5 × 14,7 cm. Funkschau-Verlag, München 1941. Preis Leinen gebunden 4.25 RM.

Der Kalender, der schon in seiner ersten Ausgabe viel Anklang fand, ist für 1941 wesentlich verbessert worden. Besondere Erwähnung verdient, daß der Bearbeiter den technischen Teil, der erst nicht sehr

weit über Firmenkalender hinausging, um ungefähr das Dreifache erweitert hat. Nun enthält der technische Teil wohl das, was der Rundfunktechniker des Handels in seiner Berufsarbeit braucht. Diesem Abnehmerkreis ist der Kalender unbedingt zur Benützung zu empfehlen.

F. Bergtold.

Die große Elektrofibel

Von Dr.-Ing. F. Bergtold. 282 Bilder. 250 Seiten. 14,5 × 20,5 cm. Verlag J. Schneider, Berlin-Tempelhof 1940. Preis kartoniert 4.50 RM, Halbleinen gebunden 6.– RM.

Zu diesem Buch will ich hier als Verfasser selbst ein paar Worte schreiben. Die Elektrofibel, ein Gegenstück zu meiner Rundfunkfibel, will aufbauend auf den einfachsten Grundlagen der Elektrotechnik klar und lebendig bis tief in die Elektrotechnik im allgemeinen und in die Wirkungsweise der elektrischen Maschinen im besonderen einführen. Ich habe versucht, sie so abzufassen und zu bebildern, daß selbst der einfache Mann bei gutem Willen und hinreichender Aufmerksamkeit durchkommen kann. Vieles, was in der Fibel behandelt wird, wurde von mir während langer Jahre immer wieder in Kursen, im Unterricht und in Vorträgen erprobt. Auf Grund dessen glaubte ich, es mir sogar erlauben zu dürfen, in der Fibel Vektorendiagramme zu bringen, angefangen vom einzelnen Vektor bis zum vollständigen Transformatordiagramm und bis zum Kreisdiagramm des Asynchronmotors. Durch die Art der Darstellung und die Auswahl des Stoffes suchte ich die m. E. unbedingt nötige Brücke zu schlagen zwischen dem biederen Mann der Praxis und dem erhabenen Verfechter der Theorie. Der Erfolg muß entscheiden, inwieweit es mir geglückt ist, diesem Ziel nahezukommen.

Zahlreiche einfache Beispiele, die zahlenmäßig durchgerechnet sind, sollen einer Vertiefung des Verständnisses dienen.

Gedacht ist die Fibel nicht bloß für den Mann der Werkstatt, sondern auch für den Studierenden der Elektrotechnik und sogar für den Elektro- und Maschineningenieur.

F. Bergtold.

Elektrische Messung mechanischer Größen

Von Paul M. Pflier. 296 Bilder. 221 Seiten. 16,5 × 24 cm. Weidmannsche Verlagsbuchhandlung, Berlin SW 68 1940. Preis Leinen gebunden 24.60 RM.

Das Buch behandelt die Verfahren, mit denen mechanische Größen wie Länge, Zeit, Kraft, Geschwindigkeit und Beschleunigung auf elektrische Größen zurückzuführen und so zu messen sind. Es ist vor allem für den Praktiker geschrieben und daher nach praktischen Gesichtspunkten eingeteilt.

Am Anfang des Buches findet sich ein Abschnitt A über die Eigenschaften der elektrischen Meßgeräte, der einiges enthält, was man nicht so leicht in ähnlichen Büchern findet, so z. B. die wichtigsten Verfahren zum Spannungsgleichhalten und praktische Hinweise über Meßfehler. Abschnitt B behandelt die Umwandlung mechanischer in elektrische Größen. Abschnitt C beschreibt die heute üblichen Meßverfahren. Ein Schrifttumsverzeichnis am Ende des Buches ist eine wertvolle Zugabe.

Das in dem Buch behandelte Gebiet ist auch für den Hochfrequenztechniker lehrreich und bedeutet für ihn eine Fundgrube neuer Methoden. Schon jetzt sind bei der elektrischen Messung mechanischer Größen hochfrequenztechnische Methoden anzutreffen. In Zukunft wird der Anteil der hochfrequenztechnischen Meßmethoden sicher noch sehr ansteigen. Mit der Entwicklung fabrikmäßig herstellbarer Quarzuhren ist z. B. ein hierzu verwendbares Zeitnormal geschaffen, das alle bisherigen Zeitnormalen an Genauigkeit bei weitem übertrifft. So erweist es sich auch in Anbetracht der künftigen Entwicklung der elektrischen Messung mechanischer Größen als nützlich, das Buch von Pflier eingehend durchzuarbeiten. Es kann auch denen, die mit der elektrischen Meßtechnik im allgemeinen zu tun haben, zum Studium empfohlen werden.

O. Macek.

Ausstrahlung, Ausbreitung und Aufnahme elektromagnetischer Wellen

Von L. B e r g m a n n und H. L a s s e n. 285 Bilder. 285 Seiten. 17 × 25 cm. Preis gebunden 24.– RM. Band 2 des L e h r b u c h e s d e r d r a h t l o s e n N a c h r i c h t e n t e c h n i k, herausgegeben von N. v. K o r s h e n e w s k y und W. T. R u n g e. Verlag J. Springer, Berlin 1940.

Der zweite Band dieses groß angelegten Lehrbuches der elektrischen Nachrichtentechnik behandelt die Ausstrahlung, Ausbreitung und Aufnahme elektrischer Wellen. Die Schreibweise ist etwa mit dem Handbuch der Physik zu vergleichen.

Der erste der beiden Teile des Buches bringt die Ausstrahlung und Aufnahme elektrischer Wellen. Er erklärt zunächst die Grundbegriffe der Antennentheorie und der Theorie der elektromagnetischen Strahlung, behandelt dann die Sendeantennen für ungerichtete sowie für gerichtete Strahlung und geht auf die Antennen für ungerichteten und gerichteten Empfang über. Den Peilantennen und Peilverfahren ist ein besonderer Abschnitt gewidmet.

Der zweite Teil bezieht sich auf die Wellenausbreitung. Im Anschluß an die Maxwellsche Theorie folgen die Theorie der Ausbreitung längs ebener und gekrümmter Flächen, die Behandlung der Brechungserscheinungen und der Wellenausbreitung in der Ionosphäre sowie die Besprechung der damit zusammenhängenden physikalischen Erscheinungen. Zahlenangaben über die Ausbreitungseigenschaften der verschiedenen Wellenlängen werden gemacht. Eine Zusammenstellung der Einheiten und ein Schrifttumsverzeichnis bilden den Schluß.

Das Buch ist ein gutes Nachschlagewerk und ein gründliches Lehrbuch für alle bis heute geklärten Fragen der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen. Es stellt höhere Anforderungen an mathematische Vorkenntnisse, ohne die aber ein tieferes Eindringen in dieses Gebiet kaum zu ermöglichen sein dürfte.

O. Macek.

Flugfunkwesen

2 Bände. (In der Sammlung: Flugzeugbau und Luftfahrt.) Verlag C. J. H. Volckmann Nachfolger E. Wette, Berlin-Charlottenburg 2.

Teil I. Physikalische Grundlagen der Funktechnik. Von K. Möbius. 2. Auflage. 174 Bilder. 166 Seiten. 15 × 21,3 cm. 1940. Preis 3,50 RM.

Teil II. Flugzeugstationen und Peilgeräte. Von K. Möbius und J. Garczyk. 64 Bilder. 120 Seiten. 15 × 21,3 cm. 1940. Preis 2,80 RM.

Teil I eignet sich mehr für den Soldaten und angehenden Bordfunker als für den Hochfrequenztechniker, der jedoch vielleicht auch aus der klaren, knappen, aber doch gründlichen Einführung in die mit dem Funkwesen zusammenhängenden Gebiete der Elektrizitätslehre Nutzen ziehen kann. Folgende Teilgebiete werden behandelt: Gleichstromkreis, magnetisches Feld, elektrische Maschinen, elektrisches Feld, Wechselstromkreis, elektrischer Schwingkreis, Elektronenröhren, Senderschaltungen mit Modulation und Tastung sowie Empfangsschaltungen.

Teil II ist besonders anziehend durch die genaue Beschreibung der verschiedenen Bordfunkgeräte. Gute Lichtbilder und ausführliche Bedienungsanweisungen machen den Stoff leicht verständlich. Die Darlegungen über das Flugfunkwesen dürften manchem Leser neu und daher lesenswert sein. In Teil II wird der Flugfunk selbst beschrieben und zwar die Flugfunkgeräte, die Landeanlagen und die Peilanlagen, sowie die Flugsicherung und der Aufbau des Flug-Fernmeldebetriebes (wichtigste Einrichtungen der Reichsverkehrs-Flugsicherung, Funkverkehr mit Flugzeugen, Funknavigation und Blindflug). Den Abschluß bildet eine für den Funkverkehr bearbeitete Zusammenstellung der gebräuchlichen Morsezeichen und Abkürzungen.

O. Macek.

Volle Aussteuerung einer Röhrenstufe

Unter voller Aussteuerung wird nicht immer dasselbe verstanden. Das macht eine Gegenüberstellung der verschiedenen üblichen Deutungen notwendig. Diese Gegenüberstellung folgt hier.

Die Grenzen, die der Aussteuerung allgemein gezogen sind

Beschränken wir uns auf Sprach- und Musikübertragung, so ist die Aussteuerung stets durch die mit dem Klirrgrad gekennzeichneten Verzerrungen begrenzt. Bei größerer Aussteuerung wachsen die Verzerrungen. So ergeben sich schließlich Verzerrungen, die nicht mehr als tragbar anzusehen sind.

In Stufen mit B-Betrieb könnte die Aussteuerung schließlich auch noch durch die mit ihr wachsende Anodenbelastung begrenzt sein. Bei Sprach- und Musikübertragung treten jedoch die Aussteuerungsspitzen nur während verhältnismäßig kurzer Zeiten auf, so daß die dabei auftretenden Überlastungen keine schädlichen Folgen haben. Aus diesem Grunde dürfen wir auch für B-Betrieb die Klirrverzerrungen als Anhaltspunkt für die volle Aussteuerung wählen.

Der Klirrgrad selbst als Beurteilungsgrundlage

Die betrachtete Stufe wird so bemessen, daß sich eine hohe Verstärkung oder – bei Endstufen – ein Mindestmaß an Klirrverzerrungen ergibt, und so bezüglich ihres Klirrgrades durchgemessen oder an Hand des Röhren-Kennlinienfeldes durchgerechnet. Das Ergebnis sind Klirrgradkennlinien nach Bild 1 und 2.

Die Klirrverzerrungen werden mit wachsendem Klirrgrad immer unangenehmer. Aber nicht nur der Wert des Klirrgrades, sondern auch seine Änderung sind maßgebend für die Beeinträchtigung der Wiedergabegüte. So kommt es, daß man die Aussteuerungsgrenze entweder durch einen bestimmten Höchstwert des Klirrgrades (z. B. 5%) festlegt (Bild 1) oder sie dort zieht, wo der Anstieg des Klirrgrades schroffer zu werden beginnt (Bild 2).

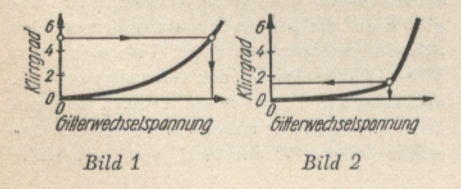


Bild 1 *Bild 2*

Das Kennlinienbild der Röhre als Beurteilungsgrundlage

Wir betrachten zunächst die im negativen Gitterspannungsgebiet ausgesteuerten Röhren. Wird bei diesen Röhren die Klirrgradkennlinie durch Messung gewonnen, so geht in sie auch der Einfluß des Gitterstrom-Einsatzes ein. Bei Bestimmung des Klirrgrades aus den Röhrenkennlinien berücksichtigt man den Gitterstrom für die im negativen Gitterspannungsbereich ausgesteuerten Röhren dadurch, daß man den Gitterstrom-Einsatz von vornherein als eine der beiden Grenzen des Aussteuerungsbereiches betrachtet. Dabei kann die andere Grenze bei günstigster Wahl der Arbeitskennlinie durch den Klirrgrad-Grenzwert (von z. B. 5%) festgelegt werden (Bild 3). Mitunter aber läßt man im Kennlinienbild den Klirrgrad außer acht und betrachtet die Aussteuerung als voll, wenn sie sich vom Gitterstrom-Einsatz bis herunter auf den Wert Null des Anodenstromes erstreckt (Bild 4). Letzteres ist für Dreipolröhren meist zulässig, für Fünfpolröhren jedoch nur, wenn auf größere Genauigkeit der Wechselstrom-Leistungsangabe verzichtet wird.

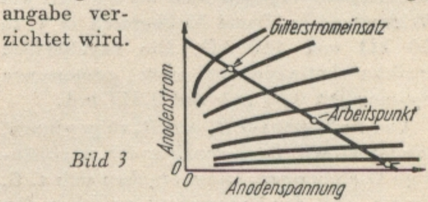


Bild 3

Manchmal wird dem Gitterstromeinsatz die Kennlinie für 0 V Gitterspannung zugeschrieben, womit sich eine beachtlich höhere Wechselstromleistung ergeben kann als mit der Kennlinie, zu der der Gitterstrom-Einsatz tatsächlich gehört.

Bei den im positiven Gitterspannungsgebiet ausgesteuerten Röhren muß stets die Vorstufe mit in Betracht gezogen werden. Dies macht stets eine eingehendere Behandlung der Aussteuerungsfrage notwendig, womit meist eine zuverlässige Grundlage für die Angabe der Grenze der vollen Aussteuerung gegeben ist.



Bild 4

Ergebnis der Betrachtungen

Bei Vergleichen der Wechselstromleistungsangaben der Endstufen und der aussteuerbaren Bereiche der einzelnen Stufen vergewissere man sich stets der Einheitlichkeit der zugrundeliegenden Annahmen. Am häufigsten ist die Annahme eines Klirrgrad-Höchstwertes von 5%. F. Bergtold.

Aufgaben-Auslese

Es folgen zunächst die Lösungen der Aufgaben von Heft 6 des Jahrganges 1940/41. Daran anschließend werden neue Aufgaben gestellt.

Zu 1. Wir können den Spannungszeiger für jeden der beiden Fälle als Widerstand auffassen und damit die beiden Fälle gemeinsam gemäß Bild 1 darstellen. An R_1

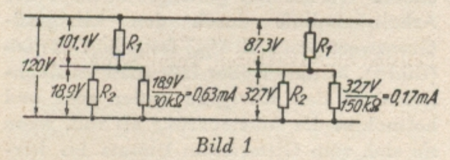


Bild 1

liegt im ersten Fall eine Spannung von 120 V − 18,9 V = 101,1 V. Im zweiten Fall beträgt die Spannung an R_1 120 V − 32,7 V = 87,3 V. Die Spannungszeigerwiderstände ergeben sich als Produkt aus Widerstand je V und Meßbereich in V zu 30 kΩ und 150 kΩ. Die zugehörigen Ströme betragen bei den gemessenen Spannungen 0,63 mA und 0,217 mA.

Um die Werte für R_1 und R_2 zu gewinnen, brauchen wir zwei voneinander unabhängige Gleichungen. Diese ergeben sich z. B. daraus, daß der Unterschied zwischen den Strömen in R_1 und R_2 jeweils gleich dem Spannungszeigerstrom sein muß. Wir erhalten demgemäß mit R_1 und R_2 in kΩ:

$$\frac{101{,}1\ \text{V}}{R_1} - \frac{18{,}9\ \text{V}}{R_2} = 0{,}63\ \text{mA}$$

und

$$\frac{87{,}3\ \text{V}}{R_1} - \frac{32{,}7\ \text{V}}{R_2} = 0{,}217\ \text{mA}.$$

Daraus folgt, wenn wir die zweite Gleichung mit $\frac{18{,}9}{32{,}7} = 0{,}578$ vervielfachen und dann die neue Gleichung von der ersten Gleichung abziehen, eine Gleichung, in der als unbekannt nur mehr R_1 vorkommt:

$$\frac{50{,}6\ \text{V}}{R_1} = 0{,}5045\ \text{mA} \quad \text{oder}$$

$$R_1 = \frac{50{,}6\ \text{V}}{0{,}5045\ \text{mA}} = \text{rund } 100\ \text{k}\Omega.$$

Diesen Wert für R_1 setzen wir in die erste Gleichung ein und erhalten:

$$1{,}011\ \text{mA} - \frac{18{,}9\ \text{V}}{R_2} = 0{,}63\ \text{mA oder}$$

$$\frac{18{,}9\ \text{V}}{R_2} = 1{,}011\ \text{mA} - 0{,}63\ \text{mA} = 0{,}381\ \text{mA}$$

oder $$R_2 = \frac{18{,}9\ \text{V}}{0{,}381\ \text{mA}} = \text{rund } 50\ \text{k}\Omega.$$

Zu 2. Eine Möglichkeit, einen größeren Gesamt-Meßbereich zu gewinnen, wäre in der Hintereinanderschaltung der beiden Spannungszeiger gegeben. Leider verteilt sich die Spannung dabei wegen der Verschiedenheit der zwei Widerstände ungleich auf die beiden Spannungszeiger. Der Spannungszeiger mit dem Widerstand von 300 kΩ erhielte $^2/_3$ der Gesamtspannung, also etwa 333 V, was er nicht mehr anzeigen könnte. Legen wir neben diesen Spannungszeiger einen Widerstand von ungefähr

300 kΩ, so ist der Gesamtwiderstand der so erhaltenen Nebeneinanderschaltung etwa ebenso groß wie der Widerstand des anderen Spannungszeigers, nämlich 150 kΩ. Dabei entfällt die zu messende Spannung auf die Nebeneinanderschaltung und auf den anderen, mit ihr in Reihe geschalteten Spannungszeiger zu ungefähr gleichen Teilen, womit jeder Spannungszeiger nur mehr etwa 250 V zu messen hat, was durchaus möglich ist (Bild 2).

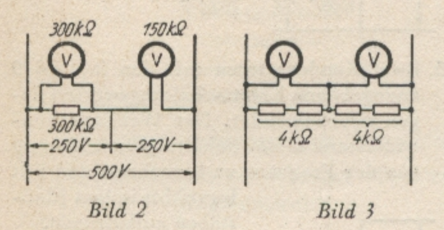


Bild 2 *Bild 3*

Zu 3. Mit den 5 Widerständen von je 2 kΩ sind 300 kΩ nicht zu erzielen. Wir können aber z. B. 4 von den 5 Widerständen in Reihe schalten, diese Reihenschaltung an die zu messende Gesamtspannung legen und sie als Spannungsteiler verwenden, an dem die beiden Spannungshälften abgegriffen werden (Bild 3). Daß dabei neben den 4 kΩ auf der einen Seite 300 kΩ und neben den 4 kΩ auf der anderen Seite 150 kΩ liegen, spielt keine Rolle, da diese Widerstände beide groß gegen die 4 kΩ sind.

Falls man übrigens den Spannungszeigerwiderständen völlig trauen kann, erübrigen sich in den Fällen der Aufgaben 2 und 3 die Widerstände völlig: Unter dieser Voraussetzung kann der Spannungszeiger mit dem höheren Widerstand einfach als Vorwiderstand für den anderen Spannungszeiger benutzt werden, wobei sich dessen Meßbereich verdreifacht.

Zu 4. Das Vektorbild zeigt drei Einzelströme, die sich zu einem Gesamtstrom zusammenfügen. Das läßt drei nebeneinanderliegende Stromzweige vermuten. Das Vektorbild enthält zweimal zwei Teilspannungsvektoren, die, paarweise zusammengefügt, dieselbe Gesamtspannung ergeben. Daraus können wir entnehmen, daß die Anordnung zwei Hintereinanderschaltungen enthält, die nebeneinander liegen. Zu jeder der beiden Hintereinanderschaltungen gehört ein Teilstrom. Der dritte Teilstrom fließt offenbar in einem Einzelwiderstand, der neben den zwei Hintereinanderschaltungen liegt. Die Teilspannungsvektoren stehen jeweils senkrecht aufeinander. Das führt zu der Annahme, daß es sich bei den zwei Hintereinanderschaltungen jeweils um einen Wirkwiderstand und um einen Blindwiderstand handelt. Diese Annahme trifft zu: Der erste Teilstrom gehört zu den beiden linken Spannungsvektoren, womit sich der eine Widerstand als positiver Blindwiderstand und der andere Widerstand als Wirkwiderstand zu erkennen geben. Die Widerstandswerte folgen aus den Strom- und Spannungswerten, die aus dem Vektorbild abgelesen werden können:

Länge des Stromvektors 9 mm; Länge für 1 A 3,6 mm; Strom 2,5 A;

Länge der Spannungsvektoren je 12 mm;

Länge für 1 V 3,6 mm, Spannung 3,34 V. das gibt 3,34 : 2,5 = 1,33 Ω. Der zweite Stromvektor gehört zu den beiden rechten Teilspannungsvektoren, womit wir als Wirkwiderstand 0,67 Ω und als negativen Blindwiderstand 1,34 Ω erhalten. Der an der vollen Spannung liegende Stromzweig besteht in einem positiven Blindwiderstand von 2,75 Ω. Bild 4 enthält die berechneten Widerstandswerte.

Bild 4

Da 1 V und 1 A im Vektorbild durch die gleichen Längen ausgedrückt sind, wäre zur Gewinnung der Widerstandswerte die Umrechnung auf Spannung und Strom nicht notwendig gewesen. Man hätte die Widerstandswerte ebensogut aus den Vektorlängen unmittelbar gewinnen können.

Zu 5. (Dr. F. Lange.) Der Gitterstrom ist durch die von der Kathode auf das Gitter übergehenden Elektronen gegeben. Der Gitteranschluß wirkt dabei als negativer

Pol der Stromquelle, die den (durchschnittlichen) Gitterstrom liefert (Bild 5). Hiermit kommen wir zu der in Bild 6 dargestellten Ersatzschaltung. Mit den dort ein-

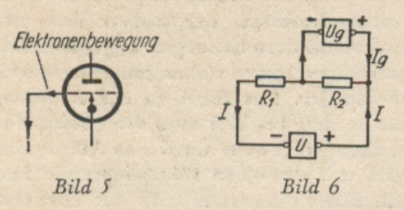


Bild 5 *Bild 6*

getragenen Zeichen und Vorzeichen gilt nach dem Satz, daß die Summe der auf einem in sich geschlossenen Weg durchschrittenen Spannungen Null ist, wenn wir das Spannungsvorzeichen für ein Durchschreiten von + nach − positiv setzen:

(1) $(I_g + I)\ R_2 - U_g = 0$ und

(2) $U_g + I\ R_1 - U = 0.$

Aus (2) folgt:

(3) $U_g = U - I\ R_1$. Damit wird aus (1)

(4) $I_g\ R_2 + I\ R_2 - U + I\ R_1 = 0$ oder

$$I = \frac{U - I_g\ R_2}{R_2 + R_1}$$ und mit (4) aus (2)

(5) $$U_g = U - \frac{U\ R_1 - I_g\ R_1\ R_2}{R_1 + R_2} =$$

$$= U \frac{R_2}{R_1 + R_2} + I_g \frac{R_1\ R_2}{R_1 + R_2}.$$

Die in (4) und (5) eingesetzten gegebenen Zahlenwerte $U = 150$ V, $R_1 = 5$ kΩ; $R_2 = 10$ kΩ; $I_g = 0$ mA, 3 mA und 30 mA führen zu folgenden Ergebnissen:

I mA	+ 10	+ 8	− 10
U_g V	+ 100	+ 110	+ 200

Dabei sind positiv: der von der Gitterspannungsquelle gelieferte Strom und der Wert der negativen Gittervorspannung. $U_g = +100$ bedeutet z. B. 100 V negative Gittervorspannung.

Neue Aufgaben:

1. Ein Kondensator hat eine Eigenfrequenz von 1 MHz und eine bei niederer Frequenz gemessene Kapazität von 0,2 µF. Seine Induktivität ist zu ermitteln.
2. Gegeben ist der in Bild 7 dargestellte kapazitive Spannungsteiler, dessen Ersatzschaltung Bild 8 zeigt. Die Frequenzkennlinie ist zu berechnen ($\mathfrak{U}_2/\mathfrak{U}_1$ abhängig von der Frequenz) und mit logarithmischen Maßstäben aufzutragen.

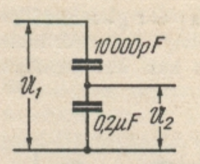


Bild 7

3. Zwei Kondensatoren mit den in Bild 9 angegebenen Ersatzschaltungswerten liegen nebeneinander. Der Wechselstromwiderstand dieser Schaltung ist abhängig von der Frequenz zu berechnen und mit logarithmischen Maßstäben aufzutragen.

Bild 8 *Bild 9*

4. Es steht eine Spannung zur Verfügung, die sich aus einer Gleichspannung von 300 V und einer ihr überlagerten Wechselspannungssumme (50 Hz, 40 V und 100 Hz, 10 V) zusammensetzt. Benötigt wird eine Gleichspannung von 250 V bei einem Gleichstrom von 5 mA. Der Gleichspannung von 250 V darf eine Wechselspannung von 1 V überlagert sein. Als Siebmittel sind ein Wirkwiderstand und ein Kondensator zu benützen, wobei auf knappe Bemessung des Kondensators Wert gelegt wird.
5. Einer Wechselspannung von 5 kHz und 10 V wird eine zweite Wechselspannung von 16 kHz und 8 V überlagert. Welchen wirksamen Wert hat die Gesamtspannung R, wenn die beiden Spannungsangaben sich ebenfalls auf die wirksamen Werte beziehen?

Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold, VDE., München. Verantwortlich für die Anzeigen: Theodor Ballenberger, Stuttgart-Degerloch. Z. Zt. gültige Pl. Nr. 6. Verlag Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart-O. Printed in Germany.

Druck: Chr. Belser, Stuttgart